

# 시간영역 유한차분법을 이용한 전자기결합 마이크로스트립 수직다이폴의 해석

(Analysis of Electromagnetically Coupled Microstrip Transverse Dipole using Finite Difference Time Domain (FDTD) Method)

손 영 수\* · 윤 현 보\*

(Young-Su Son\* · Hyun-Bo Yoon\*)

## 요 약

시간영역 유한차분법을 이용하여, 전자기결합(electromagnetically coupled) 구조를 갖는 마이크로스트립 수직다이폴의 공진주파수, 반사계수 및 입력임피던스를 계산하고, 계산영역내에서 광대역 전자파의 진행 및 전자계성분의 분포를 도시하였다. 또한 계산된 결과를 보고된 모멘트법(Method of Moment)의 계산결과 및 실험결과[8]와 비교, 잘 일치하고 있음을 확인하였다.

## Abstract

The resonant frequency, reflection coefficient and input impedance of a microstrip transverse dipole coupled electromagnetically are calculated using Finite Difference Time Domain(FDTD) method, and the evolution of gaussian pulse and spatial distribution of electromagnetic field components in the computation domain is represented graphically. Also, we confirmed the computation results show good agreement with the results of Method of Moment(MOM) and experiment[8] reported in the literature.

## I. 서 론

마이크로스트립 전송선로와 전자기결합된 새로운 형태의 마이크로스트립 복사구조가 1981년 H.G. Oltman[1] 에 의해 제안된 이래, 이러한 구조를 갖는 마이크로스트립 다이폴, 다이폴 배열(array)안테나 및 사각형 patch 안테나 등에서의 입력임피던스,

상호결합(mutual coupling)임피던스 및 복사특성 등을 해석하기 위한 연구가 진행되어 왔다[2,4].

전자기결합 마이크로스트립 다이폴과 patch 안테나는 상호 복사구조가 비슷하기 때문에, 이들의 모델링은 배열안테나 경우의 상호결합효과를 포함하여, 다이폴과 전송선로를 따라 분포하는 전류를 구하는 것으로부터 시작한다. 이러한 해석방법의 대부

\* 동국대학교 전자공학과 (Dept. of Electronics Engineering, Dong-Guk Univ.)

분이 모멘트법을 이용하여 미지의 전류계수를 구하고, 전송선로이론에 의해 각종 안테나 파라미터의 계산을 수행하고 있다. 그러나, 복잡한 구조를 갖는 수동소자나 안테나 등의 주파수영역해석은 그 구조가 복잡할수록 전류분포를 구하기 위한 Green함수의 복잡한 전개과정이 필요하고, 특히, 광대역 스펙트럼을 포함하는 문제의 해석에는 각 주파수에서의 특성을 반복하여 계산하여야하는 비효율성을 갖고 있다.

따라서, 최근에는 마이크로스트립 불연속면의 주파수특성 해석, 초고주파 집적회로의 수동소자 특성 해석, 도파관, 안테나 및 제반 전자파문제를 광대역 정보를 포함하고 있는 시간영역 펄스를 해석대상영역에 여기(excitation), 그 과도응답을 푸리에 변환하여 해석대상의 주파수특성을 한번에 계산하는 시간영역 유한차분법이 새로운 해석기법으로서 연구되어지고 있으며, 점차 그 해석대상이 다양해지고 있다[5-7].

본 연구에서는 스트립선로가 유전체내에 파묻힌 형태로서, 유전체위에 마이크로스트립 다이폴이 선로와 수직으로 위치한 구조를 갖는 전자기 수직결합 다이폴안테나의 산란계수 및 입력임피던스를 시간영역 유한차분법을 이용하여 계산하고, 계산영역내에서 여기된 광대역 스펙트럼의 진행에 따른 분산특성 및 각 전자계성분의 분포를 시각적으로 나타내었다. 또한, 계산된 결과를 다른 문헌에 보고된 주파수영역 해석기법인 모멘트법 해석결과 및 실험치[8]와 비교함으로써, 시간영역 유한차분법을 이용한 전자기결합 마이크로스트립구조의 해석 알고리즘이 유효함을 입증하였다.

## II. 시간영역 유한차분법

### 2-1. 맥스웰방정식의 이산화(discretization)

시간영역 유한차분법은 전자파의 전파를 지배하는 2개의 맥스웰 미분방정식을 유한체적을 갖는 3차원 해석대상 영역내에서, 시간과 공간에 대해 적절

히 분할함으로써, 근사해를 구하는 시간영역 전자계 해석방법으로 1966년 K.S.Yee[9]가 제안하였다. 해석대상의 매질이 균일하며, 등방성이고, 도체는 무손실이라고 가정하면, 맥스웰 미분방정식은

$$\mu \frac{\partial H}{\partial t} = -\nabla \times E \quad \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} = \nabla \times H \quad (1)$$

로 표시된다. 임의의 해석대상 영역내에서 시간과 공간에 대해 연계적인 맥스웰방정식의 근사해를 구하기 위해서는 중심차분근사법(central difference approximation)을 이용, 해석대상을 시간과 공간에 대해 분할, 맥스웰방정식을 이산화하므로써, 전계의 각 성분은 주위 4절점에서의 자체값을, 자계의 각 성분은 주위 4절점의 전계값을 이용하여 계산할 수 있다.

$$E_x^{n+1}(i,j,k) = E_x^n(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \cdot \left[ \frac{H_z^{n+1/2}(i,j+1,k) - H_z^{n+1/2}(i,j,k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i,j,k+1) - H_y^{n+1/2}(i,j,k)}{\Delta z} \right]$$

$$H_x^{n+1/2}(i,j,k) = H_x^{n-1/2}(i,j,k) - \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[ \frac{E_z^n(i,j,k) - E_z^n(i,j-1,k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i,j,k) - E_y^n(i,j,k-1)}{\Delta z} \right] \quad (2)$$

식(2)에서  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$ 는  $x$ ,  $y$ ,  $z$ 방향의 공간분할 간격을,  $\Delta t$ 는 시간분할간격을 의미하며,  $n^{-1/2}$ ,  $n^{1/2}$ 의 표현은 중심차분법을 적용할 때, 전계와 자계가 시간적으로 반스텝씩 엇갈려 계산됨을 의미한다.  $i$ ,  $j$ ,  $k$ 는 분할한 직육면체 단위격자점이  $i\Delta x$ ,  $j\Delta y$ ,  $k\Delta z$ 에 있음을 나타내며, 이는 시간영역유한차분법에서 일반적으로 사용하는 표현이다.

### 2-2. 격자의 분할

해석대상을 직육면체의 유한개 격자로 분할할 때, 시간 및 공간분할간격은 식(3)과 같이 Taflove 와 Brodwin이 제안한 안정조건에 의해 구한다.[10]

$$\Delta t \cdot v_{\max} \leq 1 / \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}\right)} \quad (3)$$

이때 시간분할간격은 푸리에 변환후, 해석하고자 하는 최대주파수에서의 해상도와 반복시간을 고려하여야 하며, 공간분할간격은 회로의 가장 미세한 부분을 효과적으로 표현할 수 있어야 한다.

### 2-3. 여기 신호

해석대상의 입력단을 여기하는 신호는 구하고자 하는 가장 높은 주파수응답을 포함하는 광대역 스펙트럼분포를 가져야 하며, 해석대상의 특성에 따라 Gaussian펄스, sine modulated Gaussian펄스,  $\delta$ -gap source등 다양한 신호의 사용이 가능하다. [11-12] 본 연구에서는 식(4)로 표현되는 Gaussian펄스를 사용하였으며, 펄스폭을 조절함으로써 직류성분부터 원하는 차단주파수까지 Gaussian분포의 광대역 스펙트럼을 포함한다.

$$E(t, x) = \exp \left[ -\frac{((t-t_0) - ((x-x_0)/v))^2}{T^2} \right],$$

$$T = \frac{W}{2v\sqrt{\ln(1/a)}} \quad (4)$$

T: Gaussian 펄스의 주기 W: Gaussian 펄스의 폭

### 2-4. 신호 여기면(source wall)

입력단에 Gaussian펄스를 여기할 때, 초기 펄스의 여기과정은 전체 계산영역의 전자계가 모두 0인 상태의 과도현상을 거치므로, 여기신호가 우세모드로 안정된 후에 해석하고자 하는 회로의 급전점에 도달하도록 급전선로의 길이를 길게하여야 정확한 해석 결과를 얻을 수 있다. 따라서 입력단에서 해석대상 회로의 급전구조에 맞는 우세모드를 사용하는 것이

바람직하나, 이 분포는 정확히 알려져 있지 않으므로, 근사여기방법으로서 전기벽[13]이나 자기벽[14]방법을 사용하고 있다. 그러나, 이들 여기방법은 우세모드로 안정화 될 때까지 급전선로의 길이를 길게 해 주어야 하므로 전체 계산영역이 증가하는 단점이 있다.

따라서 본 연구에서는 [15]에서 제안한 TEM 여기방법을 이용, Gaussian펄스가 기존의 전기벽, 자기벽방법보다 빠르게 안정화 됨으로써, 급전선로의 길이를 짧게 설정하여 전체 계산영역을 줄였다.

### 2-5. 경계조건

#### 1) 유전체와 도체경계

접지면이나 스트립과 같은 완전도체면에서의 전계의 접선성분 및 자계의 법선성분은 0이다. 즉,  $x, y$  평면상에 도체표면이 놓일 경우,  $E_x = E_y = 0, H_z = 0$ 가 된다.

#### 2) 유전체와 유전체 경계

유전율이 각각  $\epsilon_1, \epsilon_2$ 인 두 매질사이의 경계는 두 유전율의 평균치를 사용한다.[13]

#### 3) 흡수경계조건

마이크로스트립구조와 같이 회로의 상면과 측면이 개방구조인 경우, 무한공간을 대상으로 격자를 분할할 수 없으므로, 해석대상영역의 최외곽 자유공간 경계벽에서 수치계산상의 반사를 방지하기위해, 진행방향에 완전 흡수물질이 존재하는 것처럼 설정한 인위적 경계조건인 흡수경계조건을 부여한다. [16]

본 논문에서는 Mur의 1차 흡수경계조건(식(5))을 사용하며, 신호여기면에서 펄스를 여기함과 동시에 흡수경계를 부여한다.

$$\Psi_0^{n+1} = \Psi_1^n + \left[ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \right] (\Psi_1^{n+1} - \Psi_0^n) \quad (5)$$

식(5)에서 첨자 0는 경계면에서의 계(field)의 성분을 의미하고, 1은 경계면에서 한절점안의 계의 성

분을 의미한다. 따라서, 흡수경계면  $x=0$ 에서의  $\Psi$ 를 구하기 위해서는 그 위치에서 시간적으로 한 스텝 지난  $n$ 에서의  $\Psi$ 와 경계면 안쪽의 절점  $x=1$ 에서, 과거와 현재시간의  $\Psi$ 를 이용한다.

### III. 전자기결합 마이크로스트립 다이폴

전자기결합 마이크로스트립구조는 전송선로와 복사기(radiator)가 물리적으로 직접 결합되는 구조와 달리, 다이폴이 유전체와 자유공간의 경계면에 위치하고 전송선로가 유전체기판내에 파무친 형상을 갖는다. 이 구조는 전자기결합 정도, 즉, 다이폴의 길이, offset, 전송선로와 접지면사이의 이격거리에 따라 주파수특성이 달라지며, 다이폴이 위치하는 형상에 따라 수평결합, 수직결합, 측면결합 등 다양한 구조가 있다. 이들 결합구조가 갖는 주요 특징은, 전송선로와 복사기가 직접 접촉되는 직결합(direct feeding)구조와 비교하여,

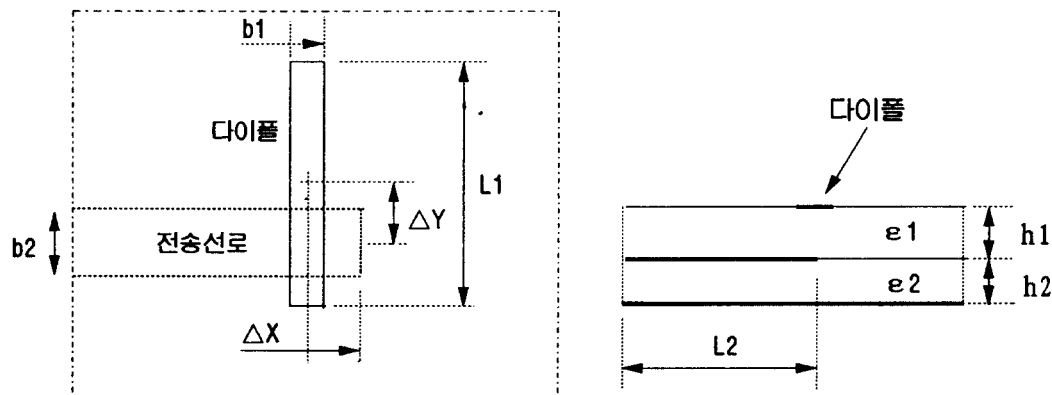
1. 공진주파수 대역의 증가
2. 복사효율의 향상
3. 임피던스정합(matching)의 용이성
4. 전송선로에서의 기생복사 감소

등이 있다. 상기 1,2항은 주로 복사기와 접지면사이의 이격거리에 따른 복사컨덕턴스(conductance)와 직접적인 관련이 있으며, 4항은 전송선로와 접지면사이의 이격거리와 관련이 있다. 일반적으로, 복사기와 접지면은 이격거리가 클수록, 전송선로와 접지면은 이격거리가 적을수록 좋은 특성을 나타내는 것으로 알려져 있다.

본 연구에서 해석하고자 하는 수직결합 다이폴의 형상을 [그림 1]에 나타내었으며, 이 구조는 특히, 배열안테나를 구성할 때, 복사기에의 급전을 위해, 전력분배기를 각각 구성하여야 하는 수평결합 구조와는 달리, 동일한 전송선로상에 복사기를 배열함으로써, 급전구조의 설계가 간단해지는 장점을 갖고 있다.

### IV. 시뮬레이션 및 결과 고찰

시간영역유한차분법을 해석대상회로에 적용하기 위해,  $x, y, z$ 방향의 공간격자의 분할은 식(3)의 안정조건을 만족하는 범위내에서, 다이폴 및 전송선로의 폭, offset을 효과적으로 표현하기 위해,  $\Delta x=0.5\text{mm}$   $\Delta y=0.5625\text{mm}$   $\Delta z=0.4\text{mm}$ 로 설정하였으며,

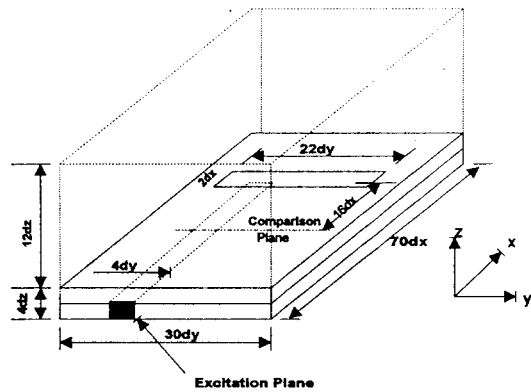


$L1: 12.4\text{mm}$      $L2: 62\text{mm}$      $h1=h2=0.8\text{mm}$   
 $b1: 1.0\text{mm}$      $b2: 2.2\text{mm}$      $\epsilon 1=\epsilon 2=2.17$      $\Delta X: 0\text{mm}$      $\Delta y: 4.5\text{mm}$

[그림 1] 전자기결합 수직다이폴의 형상

전체 계산영역은  $70\Delta x \times 30\Delta y \times 16\Delta z$ 로 분할하였다. (그림 2 참조)

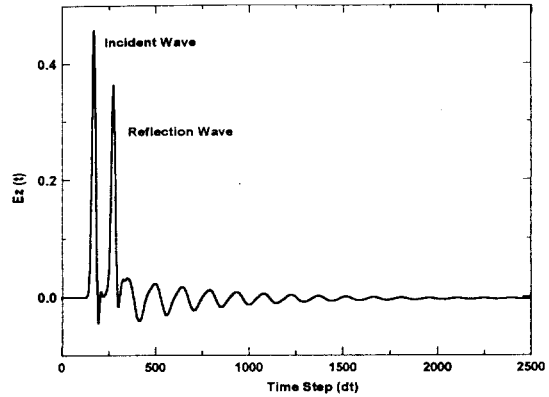
여기신호로 사용된 Gaussian펄스는 펄스의 시작점을 0에 근사시키기 위해, 식(4)의 a를 펄스 최대치의 1%값을 갖도록 정하였고, 이때의 펄스 폭 W, 주기 T 및 최대차단주파수는 각각 15mm, 11.65ps 및 42.92GHz로 계산되었다. 또한, 주파수해상도를 높이기 위해 펄스 폭을 30개의 공간격자( $\Delta x$ )크기로 분할하여, 이때의 시간간격  $\Delta t$ 는 0.833ps로 계산되었다.



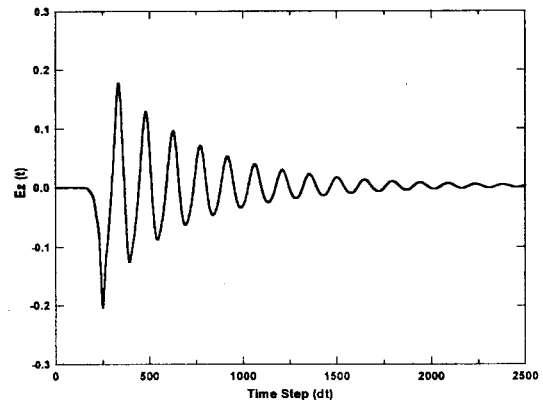
[그림 2] 시간영역 유한차분법을 위한 계산영역  
[Fig. 2] Computation Domain for FDTD

시간분할간격  $\Delta t$  및 반복계산횟수 12,000번으로 시뮬레이션을 수행하여, 전송선로의 open end로부터 8mm 떨어진 비교면에서 Gaussian펄스의 시간에 따른 전계의 변화를 [그림 3]에 나타내었다. [그림 3-a]는 마이크로스트립 중심선의 한절점 아래에서 여기면으로부터 진행되는 Gaussian 펄스의 입사 및 반사파를, [그림 3-b]는 마이크로스트립 open end로부터  $1\Delta x$  떨어진 다이폴 끝단에서의 전달파를 보이고 있다.

임의의 시간간격  $100\Delta t$ ,  $200\Delta t$ ,  $300\Delta t$ ,  $400\Delta t$ 에서, 수직전계성분  $E_z$ 의 공간분포를 [그림 4]에 도시하였다. 회로상에서 여기신호가 시간이 지남에 따라 우세모드를 형성하는 과정과 전송선로를 따라 진행



(a) Incident & Reflection Wave



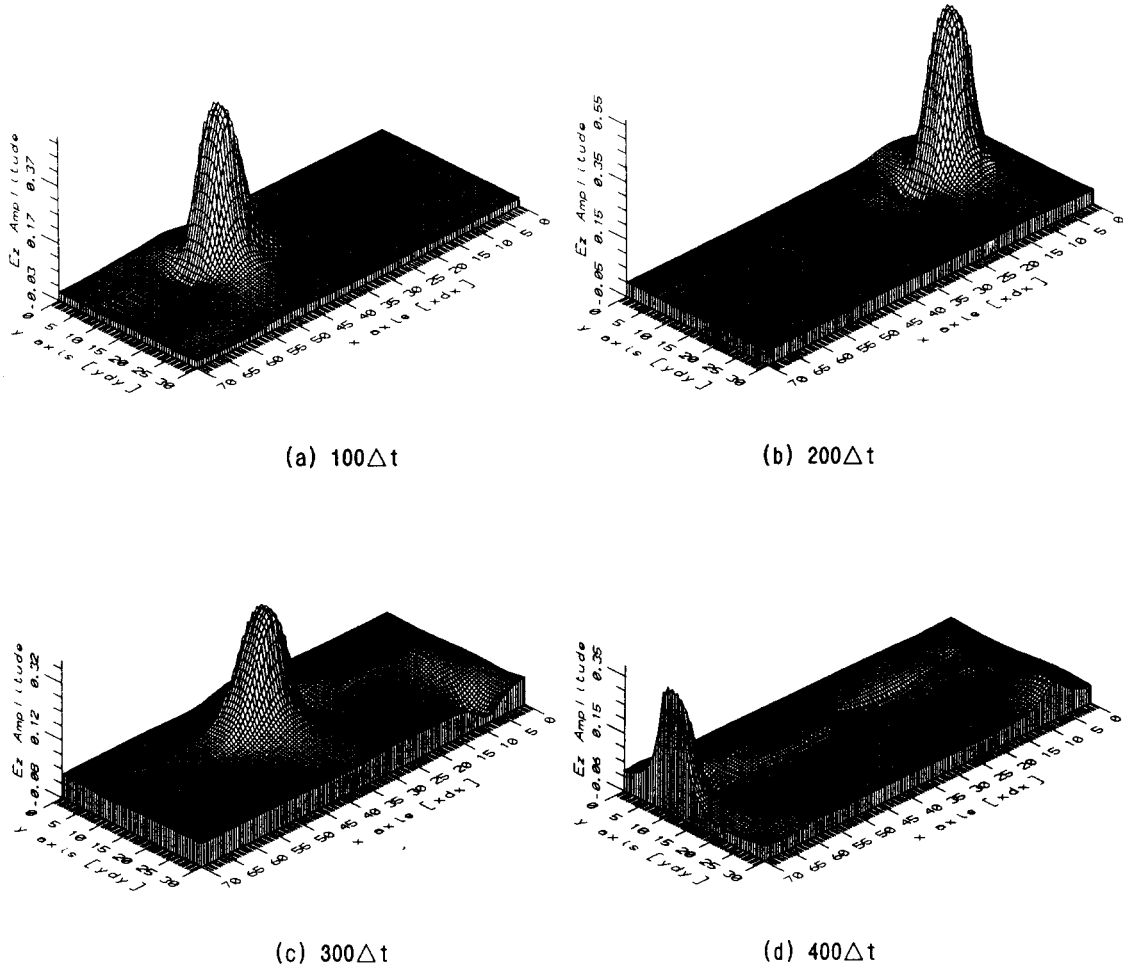
(b) Transmitted Wave

[그림 3] 비교면 및 출력단에서  $E_z$ 의 시간에 따른 변화

[Fig. 3] The time variation of  $E_z$  at comparison plane and output end

하는 입사파가 전송선로의 끝단에서 반사되어 파의 일부는 결합효과에 의해 다이폴에 전달되고, 일부는 입력단으로 되돌아오는 분산과정을 관찰할 수 있다.

시간영역 유한차분법으로 구한 전계의 변화로부터 산란계수  $S_{11}(f)$ 이 구해진다. 다이폴을 포함한 전체회로를 반복계산횟수 동안, 비교면에서 관찰한 전계의 변화를  $E_1(t)$ , 무한히 긴 전송선로에서의 전계변화를  $E_2(t)$ 라고 하면,



[그림 4] 시간간격에 따른 Ez의 공간분포

[Fig. 4] The spatial distribution of Ez according to time step

$$\begin{aligned} E_1(t) &= E_{in}(t) + E_{ref}(t) \\ E_2(t) &= E_{in}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

이 되며, 반사전계  $E_{ref}(t)$ 는

$$E_{ref}(t) = E_1(t) - E_{in}(t) \quad (7)$$

로 구할 수 있다. 회로망이 마이크로스트립구조일 때, 입사 및 반사전압은 식(8)과 같이 전송선로와 접지면사이의 수직전계성분 Ez를 선적분하므로써

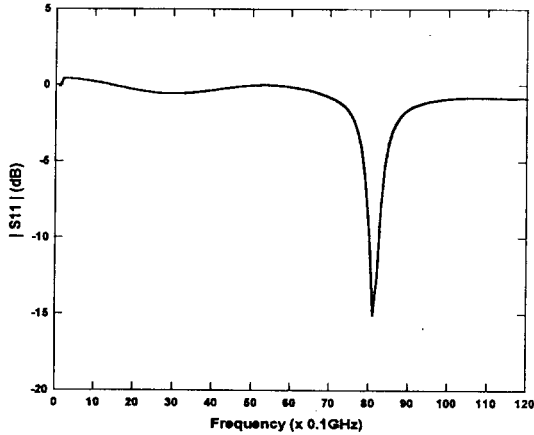
구해진다.

$$V_i(t) = \int_l E_{zi}(t) dl \quad (8)$$

따라서, 주파수함수로서의 반사계수  $S_{11}(f)$ 는  $V_{in}(t)$  및  $V_{ref}(t)$ 를 푸리에 변환하므로써 구할 수 있다.

$$S_{11}(f) = \frac{\mathcal{F}[V_{ref}(t)]}{\mathcal{F}[V_{in}(t)]} \quad (9)$$

[그림 5]에 푸리에 변환하여 얻은 식(9)의 결과로부터 반사손실(return loss)을 나타내었다. 푸리에 변환에 따른 기본주파수는 0.1GHz이며, 8.1GHz 부근에서 공진이 일어남을 보이고 있다.



[그림 5] 수직결합 다이폴의 반사손실

[Fig. 5] Return Loss of EM Coupled transverse dipole

안테나에서의 입력임피던스  $Z_{in}$ 은 식(10)과 같이 전송선이론으로부터 구해지며,

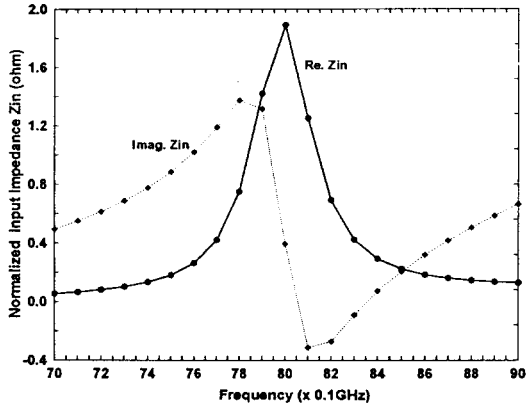
$$Z_{in} = Z_0 \frac{1+S_{11}(f)}{1-S_{11}(f)}$$

( $Z_0$ : 선로의 특성임피던스 50Ω) (10)

비교면에서 주파수에 따른 입력임피던스의 변화를 [그림 6]에 나타내었다. 시간영역 유한차분법으로 시뮬레이션하여 구해진 공진주파수는 약 8.16 GHz로서, 알려진 결과인 모멘트법 및 실험치와의 비교를 smith Chart상에 나타내었다. [그림 7] 공진주파수부근에서의 임피던스변화가 잘 일치하고 있음을 보이고 있으며, 본 시뮬레이션이 타당함을 확인할 수 있다.

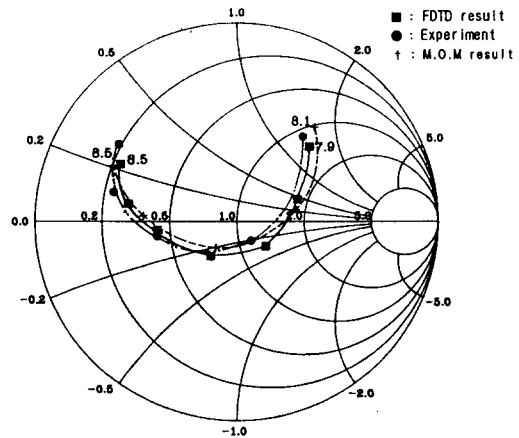
다만, 실험결과와 모멘트법과의 공진주파수 편이(shift)는 약 60MHz, 시간영역 유한차분법의 수행을 위해 설정한 공간격자  $\Delta y = 0,5625\text{mm}$ 가 전송선로의 폭 2.2mm (시뮬레이션 2.25mm) 및 다이폴의

길이 12.4mm(시뮬레이션 12.375mm)를 정확히 분할하지 못한데서 비롯한 수치오차때문이며, 실제치수와 동일하게 격자의 분할이 이루어진다면, 더 정확한 결과를 얻을 수 있을 것으로 판단된다.



[그림 6] 수직결합 다이폴의 입력임피던스

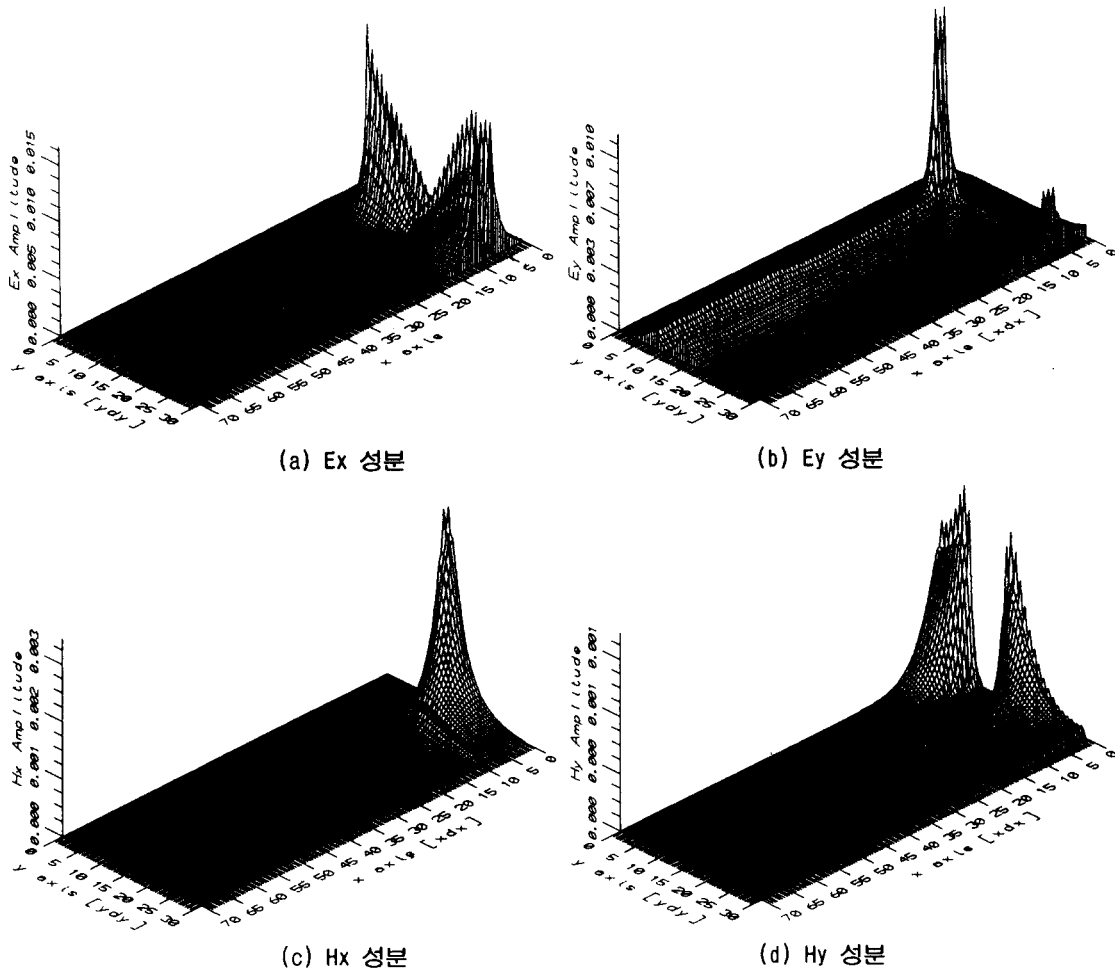
[Fig. 6] Input impedance of EM coupled transverse dipole



[그림 7] 공진주파수부근에서의 모멘트법 및 실험치와의 비교결과

[Fig. 7] Comparison result with Moment Method and experiment near resonant frequency

시간영역 유한차분법으로 구한 공진주파수를 갖는 정현파신호를 연속적으로 여기하므로써, 정현파의 초기 과도현상이 안정되는 충분한 시간이 경과한



[그림 8] 다이폴 표면에서의 전자계성분의 변화

[Fig. 8] The variation of E,H field components at dipole surface

후, 다이폴의 표면에서 변화하는 전자계의 각 성분을 [그림 8]에 도시하였다. 이러한 과정을 통하여 안테나에서의 복사패턴 계산도 가능하다.

### V. 결 론

시간영역 유한차분법을 이용하여 전자기결합 마이크로스트립 수직다이폴의 공진주파수, 반사계수 및 입력임피던스를 계산하고, 해석구조에서의 광대

역 전자파의 진행 및 각 전자계성분의 분포를 시각적으로 표현하였다.

시간영역 유한차분법 계산결과, 수직다이폴의 반사손실은 공진주파수 약 8.16GHz에서 -15.1dB, 이때의 입력임피던스는 약  $55 - j13.5$  ohm으로 계산되었으며, 보고된 모멘트법 및 실험치와의 비교결과, 공진주파수는 모멘트법 8.3GHz, 실험치 8.24GHz와 각각 0.14GHz, 0.08GHz의 편이를 보이고 있으나, 공진주파수부근에서의 임피던스변화가 잘 일치하고



있음을 확인하였다.

따라서, 시간영역 유한차분법을 이용한 전자기 결합구조를 갖는 다이폴의 주파수특성 계산이 유효함을 확인하였으며, 동일구조를 갖는 다른형태의 안테나 특성해석이나, 다이폴 배열안테나에서의 상호결합 임피던스를 해석하기 위한 연구에의 적용이 가능할 것으로 생각된다.

그러나, 시간영역 유한차분법을 이용, 해석대상영역을 넓혀가기 위해서는, 본 논문의 결과에서도 고찰한 바와 같이, 임의의 해석대상을 유한개의 격자로 정확히 표현할 수 있는 새로운 격자분할방법이 연구되어야 하며, 또한, 계산수행시간을 줄이기 위한 알고리즘의 개발이 필요할 것이다.

### 참 고 문 헌

1. H.G. Oltman and D.A. Huebner, "Electromagnetically coupled microstrip dipoles," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-29, no.1, pp.151-157, Jan.1981.
2. R.S. Elliott and G.J.Stern, "The design of microstrip dipole array including mutual coupling, Part1:Theory," IEEE Trans. Antenna Propagat., vol.AP-29, no.9, pp. 757-760, Sept. 1981.
3. P.B. Katehi and N.G. Alexopoulos, "On the modeling of electromagnetic coupled microstrip antennas-The printed strip dipole," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, no.11, pp.1179-1186, Nov. 1984.
4. D.M. Pozar and B. Kaufman, "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling," Electron Lett., vol.23, pp.368-369, Apr.9, 1987.
5. X.Zhang, "Time-domain finite difference calculation of the frequency dependent characteristics of the microstrip discontinuities," master's report, Dept. EECS, University of California, Berkeley, Dec. 1987.
6. P. Alinikula and K.S. Kunz, "Analysis of waveguide aperture coupling using the finite difference time-domain," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.1, no.8, pp.189-191, Aug. 1991.
7. J.E. Oswald and P.H. Siegel, "The application of the FDTD method to millimeter wave filter circuits including the design and analysis of a compact coplanar strip filter," IEEE MTT-S International Symposium Digest vol.1, pp.309-212, May, 1994.
8. P. Lepeltier, J.M. Floc'h, and J.Citerne, "Complete and rigorous analysis of the electromagnetically coupled transverse dipole," Electron Lett., vol.23, no.16, pp. 822-824, July. 1987.
9. K.S. Lee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-14, pp. 302-307, May. 1966.
10. A. Taflove and M.E. Brodwin, "Numerical solution of steady state electromagnetic scattering problems using time dependent Maxwell's equations," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-23, pp. 623-630, Aug. 1975.
11. A. reineix and B. Jecko, "Analysis of microstrip patch antenna using, finite difference time domain method," IEEE Trans. Antennas propagat., vol.AP-37, no.11, pp. 1361-1369, Nov. 1989.
12. R. Luebbs and L. Chen, "FDTD calculation of radiation Patterns, impedance, and gain for a monopole antenna on a conducting

- box," IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. AP-40, n0.12, pp.1577-1583, Dec. 1992
13. X. Zhang and K.K. Mei, "Time domain finite difference approach for the calculation of the frequency dependent characteristics of microstrip discontinuities," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.36, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
  14. D.M. Sheen and J.A. Kong, "Application of the three dimensional finite difference time domain method to the analysis of planar microstrip circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-38, np.7, pp. 849-857, July 1990.
  15. 임계재, 윤현보, "능동소자를 이용한 이중편파 특성의 마이크로스트립안테나 설계," 한국통신학회 논문지 제 19권 3호, pp.573-581, 1994. 3.
  16. G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic field equations," IEEE Trans. Electromagn, Compat., vol.EMC-23, no.4, pp.377-382, Nov. 1981.